

# ОСНОВАННЫЙ НА ПРИНЦИПЕ ПАССИВНОСТИ АЛГОРИТМ ОТРАБОТКИ МОМЕНТА-ПОТОКА ПРИ КОСВЕННОЙ ОРИЕНТАЦИИ ПО ВЕКТОРУ ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ СТАТОРА

Пересада С. М., к.т.н., проф., Ковбаса С. Н., к.т.н.

Болотников А. Ю., Бовкунович В. С.

Национальный технический университет Украины «КПИ», г. Киев

пр-т. Победы 37, г. Киев, Украина, 03056

E-mail: [kovbasa@epa.itpark.com.ua](mailto:kovbasa@epa.itpark.com.ua)

В статье, с использованием принципа пассивности и концепции ориентации по вектору потокоосцепления статора, разработан алгоритм векторного управления моментом и модулем потокоосцепления статора асинхронного двигателя (АД).

**Ключевые слова:** асинхронный двигатель, векторное управление, регулирование момента.

The stator flux-torque vector control algorithm of induction motor is developed. Algorithm development is based on the passivity principle and concept of stator flux orientation.

**Keywords:** induction motor, vector control, torque control.

**Введение.** Большинство современных алгоритмов векторного управления моментом – потоком АД базируются на концепции ориентации по вектору потокоосцепления ротора. Такой тип полеориентированного управления АД является наиболее распространенным, поскольку приводит к простым структурам алгоритмов управления. Однако полеориентирование может осуществляться и по другим векторам АД, например, по векторам потокоосцепления статора [1] – [4] или основного магнитного потока [5].

Ориентация по вектору основного магнитного потока приводит к сложной структуре алгоритма управления при отсутствии явных преимуществ и, поэтому, до настоящего времени не получила распространения. Ориентирование по вектору потокоосцепления статора является предпочтительным при жестких ограничениях первичного питающего напряжения [4]. Примерами таких применений могут служить тяговый электропривод транспортных средств, где напряжение в контактной сети может снижаться вплоть до 400 В, а также системы управления с машинами двойного питания, при их пуске [6]. Насколько известно авторам, теоретически обоснованного решения задачи отработки момента и модуля потокоосцепления статора со свойством асимптотической развязки процессов управления этими координатами нет [1] – [4].

В данной статье представлено общетеоретическое решение этой проблемы, основанное на принципе пассивности [7].

**Постановка задачи управления.** Динамическая модель АД, представленная в системе координат (d-q), вращающейся с произвольной угловой скоростью  $\omega_0$ , имеет вид

$$\begin{aligned}\dot{\omega} &= J^{-1} (M - M_c - v\omega), \\ M &= \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} (\psi_{2d} i_{1q} - \psi_{2q} i_{1d}), \\ \dot{i}_{1d} &= -\gamma i_{1d} + \omega_0 i_{1q} + \alpha \beta \psi_{2d} + \beta \omega \psi_{2q} + u_{1d} / \sigma \\ \dot{i}_{1q} &= -\gamma i_{1q} - \omega_0 i_{1d} + \alpha \beta \psi_{2q} - \beta \omega \psi_{2d} + u_{1q} / \sigma \\ \dot{\psi}_{2d} &= -\alpha \psi_{2d} + (\omega_0 - \omega) \psi_{2q} + \alpha L_m i_{1d} \\ \dot{\psi}_{2q} &= -\alpha \psi_{2q} - (\omega_0 - \omega) \psi_{2d} + \alpha L_m i_{1q} \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0, \varepsilon_0(0) = 0,\end{aligned}\quad (1)$$

где:  $(i_{1d}, i_{1q})^T$ ,  $(\psi_{2d}, \psi_{2q})^T$ ,  $(u_{1d}, u_{1q})^T$  – компоненты векторов тока статора, потокоосцепления ротора и управляющего напряжения статора,  $\varepsilon_0$  – угловое положение вращающейся системы координат (d-q) относительно неподвижной системы координат статора (a-b),  $J$  – суммарный момент инерции, приведенный к валу АД,  $v$  – коэффициент вязкого трения. Постоянные параметры модели АД определены следующим образом

$$\alpha = R_2 / L_2, \quad \gamma = R_1 / \sigma + \alpha L_m \beta, \quad \sigma = L_1 (1 - L_m^2 / (L_1 L_2)), \\ \beta = L_m / (L_2 \sigma),$$

где:  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $L_1$ ,  $L_2$  – активные сопротивления и индуктивности статора и ротора,  $L_m$  – индуктивность намагничивающего контура.

Преобразованные переменные в (1) задаются

$$\begin{aligned}\mathbf{x}^{(d-q)} &= e^{-J\varepsilon_0} \mathbf{x}^{(a-b)}, \quad \mathbf{x}^{(a-b)} = \\ &= e^{J\varepsilon_0} \mathbf{x}^{(d-q)}, \quad e^{-J\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon_0 & \sin \varepsilon_0 \\ -\sin \varepsilon_0 & \cos \varepsilon_0 \end{bmatrix},\end{aligned}\quad (2)$$

где  $\mathbf{x}^{(y-z)}$  – определяет двумерные векторы напряжений, токов и потокоосцеплений.

Для исходной модели АД (1), записанной в син-

хронной системе координат (d-q), осуществим линейное преобразование координат

$$z_d = i_{1d} + \beta \psi_{2d}, \quad z_q = i_{1q} + \beta \psi_{2q}.$$

В новых переменных модель (1) приобретает вид

$$\dot{\omega} = J^{-1} (M - M_c - v\omega), \quad M = \frac{3}{2} \sigma (z_d i_{1q} - z_q i_{1d}) \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \dot{z}_d &= \omega_0 z_q - (R_1/\sigma) i_{1d} + u_{1d}/\sigma \\ \dot{z}_q &= -\omega_0 z_d - (R_1/\sigma) i_{1q} + u_{1q}/\sigma \\ \dot{i}_{1d} &= -(\gamma + \alpha) i_{1d} + \omega_2 i_{1q} + \alpha z_d + \omega z_q + u_{1d}/\sigma \\ \dot{i}_{1q} &= -(\gamma + \alpha) i_{1q} + \omega_2 i_{1d} + \alpha z_q - \omega z_d + u_{1q}/\sigma. \end{aligned} \quad (4)$$

В модели (3), (4) переменные  $z_d$  и  $z_q$  представляют собой промасштабированные компоненты вектора потокоцепления статора  $\psi_{1d} = \sigma z_d$ ,  $\psi_{1q} = \sigma z_q$ . Рассмотрим следующую задачу управления моментом и потоком АД.

Допустим, что:

А.1. В модели АД (1) измеряемым является вектор переменных  $y = (\omega, i_{1d}, i_{1q})^T$ .

А.2. Параметры АД известны и постоянны.

А.3. Угловая скорость АД ограничена.

Пусть в условиях допущений А.1 – А.3, вектор выходных переменных задан

$$y_1 = (|z|, M)^T \triangleq \begin{bmatrix} (z_d^2 + z_q^2)^{1/2} \\ \frac{3}{2} \sigma (z_d i_{1q} - z_q i_{1d}) \end{bmatrix}, \quad (5)$$

а вектор заданных переменных равен

$$y_1^* = (z^*, M^*)^T, \quad (6)$$

где:  $M^*, z^* > 0$  – заданные ограниченные функции момента и модуля потокоцепления статора ( $\psi_1^* = \sigma z^*$ ), имеющие ограниченную первую производную по времени. В этих условиях необходимо синтезировать нелинейный регулятор по измеряемому выходу  $y = (i_d, i_q, \omega)^T$ , гарантирующий достижение следующих целей управления:

О.1. Глобальную асимптотическую отработку вектора регулируемых переменных, т. е.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{y}_1 = 0, \quad \tilde{y}_1 = y_1 - y_1^* \triangleq (\tilde{z}, \tilde{M})^T \quad (7)$$

при ограниченности внутренних сигналов.

О.2. Асимптотическую косвенную ориентацию по вектору потокоцепления статора

$$\lim_{t \rightarrow \infty} z_q = 0. \quad (8)$$

О.3. Глобальную асимптотическую отработку переменных электрической подсистемы АД (4), так, что если вектор ошибок отработки электрической подсистемы  $x_e(0) = 0$ , то  $x_e(t) \equiv 0 \forall t \geq 0$ , а  $\tilde{y}_1(t) \equiv 0$ .

**Предложение.** При выполнении допущений А.1 – А.3 существует нелинейный динамический кон-

троллер по измеряемому выходу в форме

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = \omega + \varphi_1(y, y_1^*, \eta), \quad (9)$$

$$u = \alpha_1(y, \omega_0, \eta, y_1^*, \eta), \quad (10)$$

$$\dot{\eta} = \varphi_2(y, \omega_0, \dot{y}_1^*),$$

преобразующий исходную модель электрической подсистемы АД в нелинейную систему вида

$$\dot{\tilde{y}}_1 = h_1(t, x_e), \quad (11)$$

$$\dot{x}_e = A_e(t) x_e,$$

которая обладает следующими свойствами:

$$1. A_e(t) \text{ Гурвицева } \forall t \geq 0, \quad (12)$$

$$2. h_1(t, 0) = 0, \quad (13)$$

и поэтому гарантирует достижение целей управления О.1 – О.3.

**Синтез алгоритма управления электрической подсистемой.** Для электрической подсистемы АД (4) определим вектор ошибок отработки

$$x_e = (\tilde{z}_d, \tilde{z}_q, \tilde{i}_d, \tilde{i}_q)^T, \text{ где}$$

$$\tilde{z}_d = z_d - z^*, \quad \tilde{z}_q = z_q, \quad \tilde{i}_d = i_{1d} - i_{1d}^*, \quad \tilde{i}_q = i_{1q} - i_{1q}^*.$$

В форме ошибок отработки уравнения токов в (4) запишутся следующим образом:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_d &= -(\gamma + \alpha) \tilde{i}_d + \omega_2 \tilde{i}_q + \alpha \tilde{z}_d + \omega \tilde{z}_q + \\ &+ u_{1d}/\sigma - (\gamma + \alpha) i_{1d}^* + \omega_2 i_{1q}^* + \alpha z^* - i_{1d}^* \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -(\gamma + \alpha) \tilde{i}_q - \omega_2 \tilde{i}_d + \alpha \tilde{z}_q - \omega \tilde{z}_d + \\ &+ u_{1q}/\sigma - (\gamma + \alpha) i_{1q}^* - \omega_2 i_{1d}^* - \omega z^* - i_{1q}^*. \end{aligned} \quad (15)$$

Используя (15), алгоритм регулирования токов находится в виде

$$\begin{pmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{pmatrix} = \sigma \begin{bmatrix} (\gamma + \alpha) i_{1d}^* - \omega_2 i_{1q}^* - \alpha z^* + i_{1d}^* - k_i \tilde{i}_d \\ (\gamma + \alpha) i_{1q}^* + \omega_2 i_{1d}^* + \omega z^* + i_{1q}^* - k_i \tilde{i}_q \end{bmatrix}, \quad (16)$$

После подстановки (16) в (4) получим следующие уравнения динамики ошибок отработки электрических переменных:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{z}}_d &= \omega_0 \tilde{z}_q - (R_1/\sigma + k_i) \tilde{i}_d + \alpha (L_m \beta + 1) i_{1d}^* - \\ &- \omega_2 i_{1q}^* - \alpha z^* - \dot{z}^* + i_{1d}^* \\ \dot{\tilde{z}}_q &= -\omega_0 \tilde{z}_d - (R_1/\sigma + k_i) \tilde{i}_q + \alpha (L_m \beta + 1) i_{1q}^* - \\ &- (\omega_0 - \omega) (z^* - i_{1d}^*) + i_{1q}^* \\ \dot{\tilde{i}}_d &= -(\gamma + \alpha + k_i) \tilde{i}_d + \omega_2 \tilde{i}_q + \alpha \tilde{z}_d + \omega \tilde{z}_q \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -(\gamma + \alpha + k_i) \tilde{i}_q - \omega_2 \tilde{i}_d + \alpha \tilde{z}_q - \omega \tilde{z}_d. \end{aligned} \quad (17)$$

Из первых двух уравнений в (17) находим уравнения динамики синхронной системы координат (d-q) и заданного тока  $i_{1d}^*$  в виде

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0 = \omega + \left[ \alpha (L_m \beta + 1) i_{1q}^* + i_{1q}^* \right] / (z^* - i_{1d}^*) \\ \dot{i}_{1d}^* &= -\alpha (L_m \beta + 1) i_{1d}^* + \\ &+ \frac{1}{(z^* - i_{1d}^*)} \left[ \alpha (L_m \beta + 1) i_{1q}^* + i_{1q}^* \right] i_{1q}^* + \alpha z^* + \dot{z}^*, \end{aligned} \quad (19)$$

С учетом (18) и (19) результирующие уравнения динамики ошибок обработки электрической системы будут

$$\begin{pmatrix} \dot{\tilde{z}}_d \\ \dot{\tilde{z}}_q \\ \dot{\tilde{i}}_{ld} \\ \dot{\tilde{i}}_{lq} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_0 & -(R_1/\sigma + k_i) & 0 \\ -\omega_0 & 0 & 0 & -(R_1/\sigma + k_i) \\ \alpha & \omega & -(\gamma + \alpha + k_i) & \omega_2 \\ -\omega & \alpha & -\omega_2 & -(\gamma + \alpha + k_i) \end{bmatrix} \times \\ \times \begin{pmatrix} \tilde{z}_d \\ \tilde{z}_q \\ \tilde{i}_{ld} \\ \tilde{i}_{lq} \end{pmatrix} \triangleq \mathbf{A}_e(t) \mathbf{x}_e. \quad (20)$$

Для исследования устойчивости системы (20) рассмотрим следующую функцию Ляпунова с  $\varepsilon_1 > 1$ :

$$V = \frac{1}{2} \mathbf{x}_e^T \begin{bmatrix} \varepsilon_1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & \varepsilon_1 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{x}_e \triangleq \frac{1}{2} \mathbf{x}_e^T \mathbf{P} \mathbf{x}_e. \quad (21)$$

Производная от  $V$  в силу решений (20) равна

$$\dot{V} = -\alpha (L_m \beta + 1) (\tilde{i}_{ld}^2 + \tilde{i}_{lq}^2) - \alpha (\tilde{z}_d^2 + \tilde{z}_q^2) \\ \triangleq -\mathbf{x}_e^T \mathbf{Q} \mathbf{x}_e < 0, \quad (22)$$

если

$$\varepsilon_1 = [\alpha + (\gamma + \alpha + k_i)] / (R_1 / \sigma + k_i) > 1. \quad (23)$$

Отметим, что условие (23) справедливо для всех  $k_i \geq 0$ . Из (21) и (22) следует, что при  $(z^* - i_{ld}^*) > 0$  в (18), (19) положение равновесия  $\mathbf{x}_e = 0$  является глобально экспоненциально устойчивым, поэтому электрическая подсистема (20) является строго пассивной.

Для определения закона изменения моментной компоненты тока статора перепишем уравнение момента из (3) в форме ошибок обработки

$$M = \frac{3}{2} \sigma \left[ z^* i_{lq}^* + (z^* + \tilde{z}_d) \tilde{i}_{lq} + \tilde{z}_d i_{lq}^* - \right. \\ \left. - \tilde{z}_q (i_{ld}^* + \tilde{i}_{ld}) \right] \triangleq M^* + \tilde{M}. \quad (24)$$

Определив алгоритм регулирования момента

$$i_{lq}^* = M^* / \mu_1 z^*, \quad \mu_1 = 3\sigma/2, \quad (25)$$

уравнение выхода приобретает вид

$$\tilde{\mathbf{y}}_1 = \begin{pmatrix} \tilde{z} \\ \tilde{\mathbf{M}} \end{pmatrix} = \\ = \begin{bmatrix} \left[ (z^* + \tilde{z}_d)^2 + \tilde{z}_q^2 \right]^{1/2} - z^* \\ \mu_1 [z^* \tilde{i}_{lq} + \tilde{z}_d i_{lq}^* - \tilde{z}_q i_{ld}^* + \tilde{z}_d \tilde{i}_{lq} - \tilde{z}_q \tilde{i}_{ld}] \end{bmatrix}. \quad (26)$$

Из (26) следует, что при ограниченных  $z^*, i_{lq}^*, i_{ld}^*$  в силу экспоненциальной устойчивости положения равновесия  $(\tilde{z}_d, \tilde{z}_q, \tilde{i}_{ld}, \tilde{i}_{lq})^T = 0$  вектор  $\tilde{\mathbf{y}}_1$  так же экспоненциально сходится в нуль. Поскольку

$z^* > 0$  ограничена по определению, то  $i_{lq}^*$  (25) и  $i_{ld}^*$  ограничены при ограниченных  $M^*, \dot{M}^*$ . В этом случае, как следует из второго уравнения (19), существует область изменения  $z^* > 0$  такая, что  $(z^* - i_{ld}^*) > 0$  и, следовательно, решения  $i_{ld}^*(t)$  ограничены. Отметим, что условие потенциальной вырожденности  $(z^* - i_{ld}^*) = 0$  соответствует требованию полной демагнетизации роторной цепи  $\beta \psi_2 = 0$  (см. (2)) и определяет полученный тип устойчивости, как локальную экспоненциальную.

Полные уравнения алгоритма обработки момента – потока с косвенной ориентацией по вектору потокосцепления статора задаются:

– асимптотически ориентированным по вектору потокосцепления статора преобразованием координат

$$\begin{pmatrix} u_{1a} \\ u_{1b} \end{pmatrix} = e^{\mathbf{J}\varepsilon_0} \begin{pmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{pmatrix}, \quad \begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{pmatrix} = e^{-\mathbf{J}\varepsilon_0} \begin{pmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \end{pmatrix}, \quad (27)$$

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = \omega + \\ + [\alpha (L_m \beta + 1) i_{lq}^* + i_{lq}^*] / (z^* - i_{ld}^*) \triangleq \omega + \omega_2; \quad (28)$$

– регулятором момента (25)

$$i_{lq}^* = M^* / \mu_1 z^*; \quad (29)$$

– регулятором потока (19)

$$i_{ld}^* = -\alpha (L_m \beta + 1) i_{lq}^* + \\ + \omega_2 i_{lq}^* + \alpha z^* + \dot{z}^*; \quad (30)$$

– двумерным регулятором тока (16)

$$\begin{pmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{pmatrix} = \sigma \begin{bmatrix} (\gamma + \alpha) i_{ld}^* - \omega_2 i_{lq}^* - \alpha z^* + i_{ld}^* - k_i \tilde{i}_{ld} \\ (\gamma + \alpha) i_{lq}^* + \omega_2 i_{ld}^* + \omega z^* + i_{lq}^* - k_i \tilde{i}_{lq} \end{bmatrix}. \quad (31)$$

Расположение векторов АД при  $M^* > 0$  представлены на Рис. 1, а структурная схема алгоритма управления (27) – (31) на Рис. 2.

**Результаты математического моделирования.** Алгоритм управления моментом (27) – (31) исследован методом математического моделирования. При моделировании использовался АД со следующими параметрами:  $P_n = 2.2$  кВт,  $U_{\text{нн}} = 380$  В,  $\omega_n = 150$  рад/с,  $R_1 = 3.5$  Ом,  $R_2 = 2.5$  Ом,  $L_1 = 0.28$  Г,  $L_2 = 0.28$  Г,  $L_m = 0.2709$  Г,  $J = 0.04$  кг·м<sup>2</sup>,  $\nu = 0.006$  Нм/(рад/с). Настроечный коэффициент двумерного регулятора тока установлен равным  $k_i = 700$ .

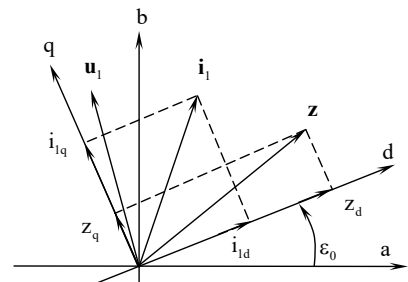


Рис. 1. Расположение векторов АД

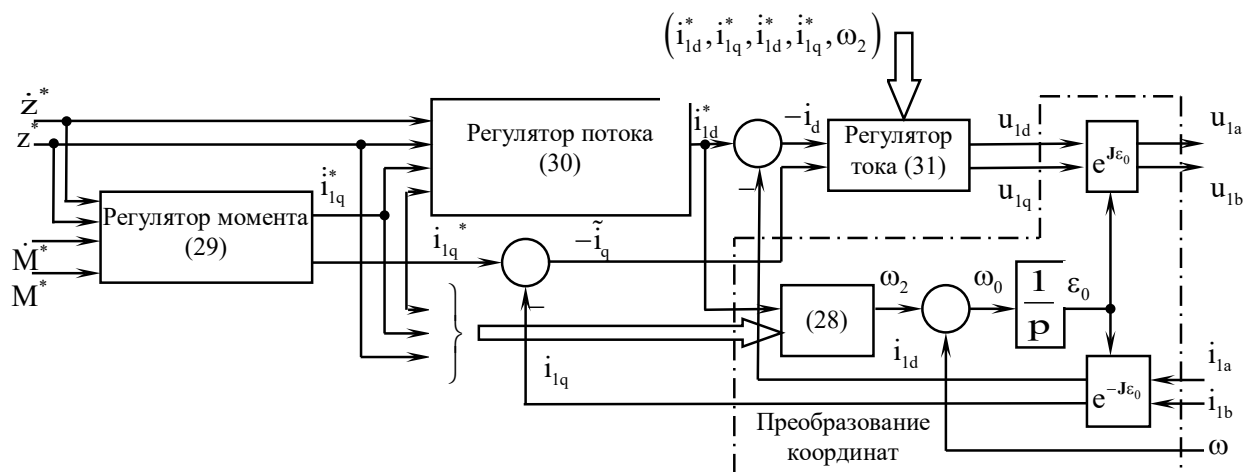


Рис. 2. Структурная схема алгоритма обработки момента и потока с косвенной ориентацией по вектору потока сцепления статора

Для всех тестов применялась следующая последовательность управления:

- во время начального интервала времени  $0 \div 0.25$  с машина возбуждается, траектория заданного потока начинается с  $\psi^*(0) = 0.02$  Вб и достигает номинального значения  $0.98$  Вб с первой и второй производными равными  $4.27$  Вб/с и  $171$  Вб/с<sup>2</sup> соответственно;

- начиная с  $t = 1$  с от двигателя требуется отработать заданную траекторию изменения момента, которая начинается с нуля и достигает номинального значения, с первой производной равной  $75$  Нм/с; через  $1$  с заданный момент снижается от номинального значения до нуля;

- с  $t = 1.25$  с происходит ослабление магнитного потока начиная с номинального значения  $0.98$  Вб до значения  $\psi^* = 0.54$  Вб с первой и второй производными равными  $4.27$  Вб/с и  $171$  Вб/с<sup>2</sup> соответственно.

Заданные траектории потокосцепления и момента показаны на Рис. 3.

На Рис. 4 показаны переходные процессы при отработке заданных траекторий момента и потока при действии алгоритма управления (27) – (31). Из представленных графиков устанавливаем, что после завершения переходного процесса в электрической подсистеме, вызванного процессом возбуждения машины, отработка момента и потокосцепления осуществляется без ошибок. Процессы регулирования момента осуществляются независимо от процессов регулирования магнитного потока. Это свидетельствует о достижении целей управления  $0.1 - 0.3$  при действии алгоритма управления (27) – (31).

**Заключение.** На основе принципа пассивности синтезирован и исследован методом математического моделирования алгоритм векторного управления моментом и потокосцеплением АД. Алгоритм гарантирует: локальную экспоненциальную отработку заданных траекторий момента-потокосцепления; асимптотическую косвенную ориентацию управления по вектору магнитного потока статора; асимп-

тотическую развязку процессов управления моментом и потокосцеплением АД.

Разработанный алгоритм может применяться при создании электрохимических систем с высокими требованиями к показателям качества отработки момента и потока в условиях ограниченности первичного питающего напряжения.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЕ ДАННЫЕ

[1]. Xu X. and Novotny D. W. Implementation of direct stator flux oriented control on a versatile DSP-based system // IEEE Trans. on Industry Applications. – July/Aug. 1991. –Vol. 27. –P. 694–700.

[2]. Kazmierkowski M. P., Malinowski M., Sobczuk D. et. al. Simplified stator flux oriented control // in Proc. of the IEEE Int. Symposium on Industrial Electronics – ISIE'99. –Bled, Slovenia. –1999. –P. 474–477.

[3]. Xu X., Donker R. D. and Novotny D. W. A stator flux oriented induction machine drive // in Proc. of the IEEE Power Electronics Specialists Conf. – PESC'88. –P. 870–874.

[4]. Lovati V., Marchesoni M., Obeti M. and Segarich P. A microcontroller based sensorless stator flux-oriented asynchronous motor drive for traction application // IEEE Trans. on Power Electronics. –July 1998. –Vol. 13, No. 4. –P. 777–785.

[5]. Рудаков В.В., Столяров И.М. и Дартау В.А. Асинхронные электроприводы с векторным управлением. –Л.: Энергоатомиздат, 1987. – 136с.

[6]. Пересада С. М., Болотников А. Ю., Ковбаса С. Н. Основанный на принципе пассивности алгоритм векторного управления асинхронным двигателем при питании со стороны ротора // Техн. электродинамика. Проблемы сучасної електротехніки. Тематичний випуск. –2006. –С. 83–88.

[7]. Попович Н. Г., Пересада С. М. Концепция построения и исследования электрохимических систем автоматического управления на основе принципа пассивности // Техн. электродинамика. Проблемы сучасної електротехніки. Тематичний випуск. –2004. –С. 81–88.

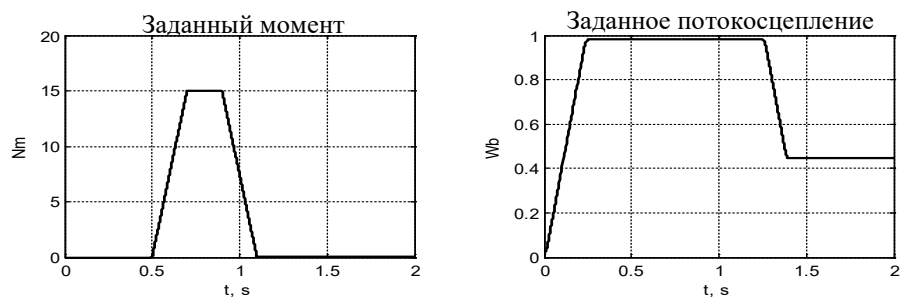


Рис. 3. Заданные траектории момента и потокосцепления

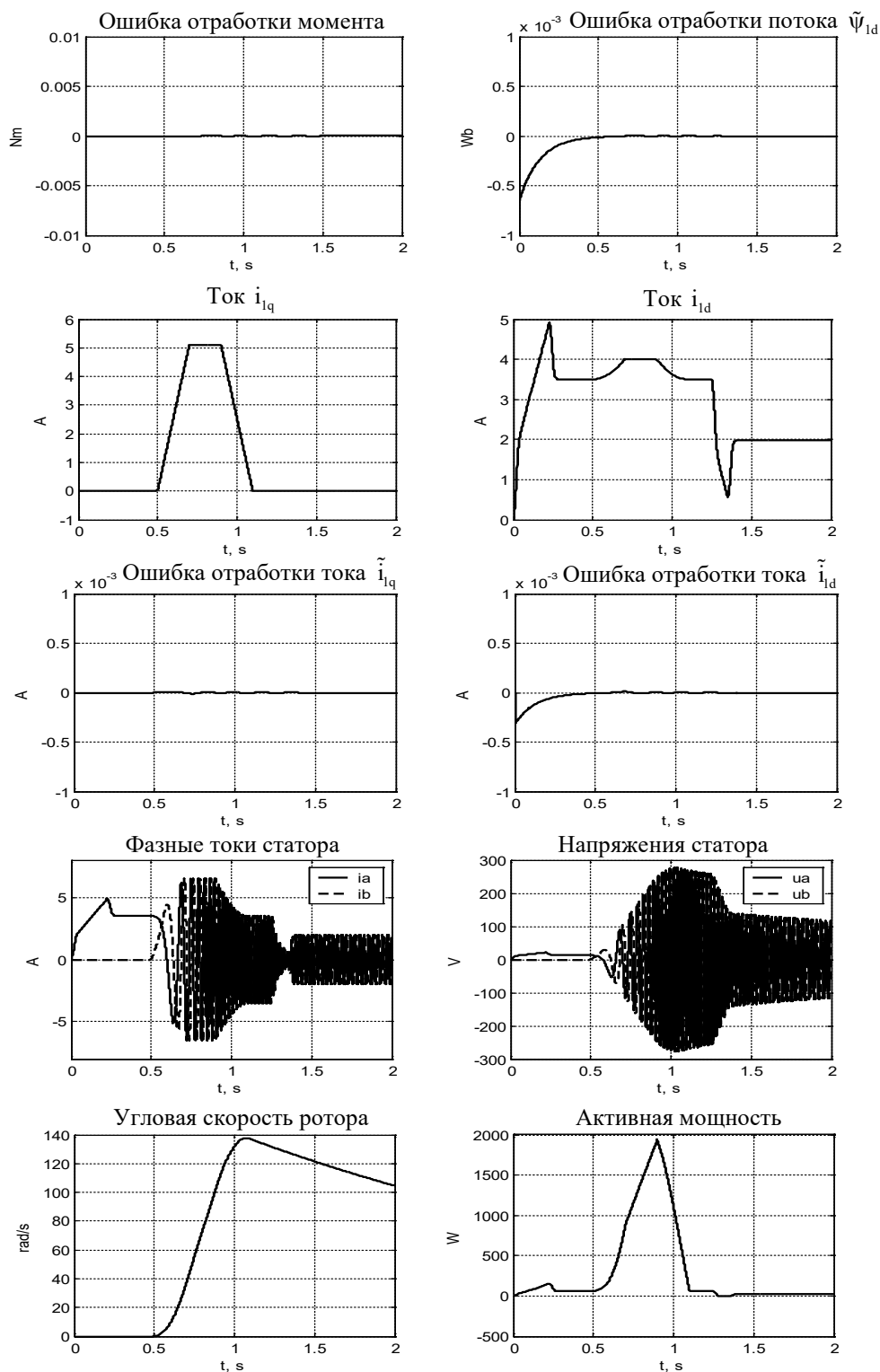


Рис.4. Переходные процессы